

# Verfahren und Schaltungsanordnung zur digitalen Frequenzkorrektur eines Signals

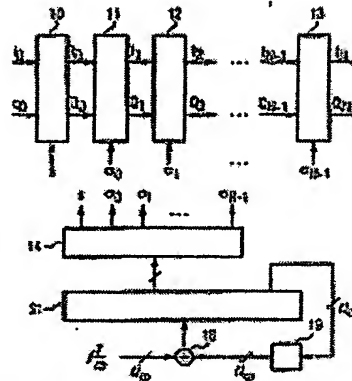
**Patent number:** DE19948899  
**Publication date:** 2001-04-19  
**Inventor:** BUCH STEFFEN (DE); YANG BIN (DE)  
**Applicant:** INFINEON TECHNOLOGIES AG (DE)  
**Classification:**  
- International: H04L27/16; H04Q7/32; H04L27/00  
- european: H04L27/00R, G06F7/48K4  
**Application number:** DE19991048899 19991011  
**Priority number(s):** DE19991048899 19991011

**Also published as:**

WO0128176 (A3)  
WO0128176 (A2)  
EP1221233 (A3)  
EP1221233 (A2)

## Abstract of DE19948899

The invention relates to a method and a circuit for digitally correcting the frequency of a signal, especially for use in a transmitter/receiver circuit. The frequency of a complex digital signal is corrected by rotating the signal "pointer" ( $i_0$ ,  $q_0$ ) about a predetermined angle in the complex I/Q plane according to a correction frequency, by means of the CORDIC algorithm. The CORDIC algorithm has microrotation blocks (11-13) and a character table (14) and a register (31) according to its N-stages.



Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide



①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENT- UND  
MARKENAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**  
⑩ **DE 199 48 899 A 1**

⑤ Int. Cl.7:  
**H 04 L 27/16**  
H 04 Q 7/32  
H 04 L 27/00

⑳ Aktenzeichen: 199 48 899.1  
㉔ Anmeldetag: 11. 10. 1999  
㉕ Offenlegungstag: 19. 4. 2001

DE 199 48 899 A 1

㉗ Anmelder:  
Infineon Technologies AG, 81669 München, DE  
  
㉘ Vertreter:  
Weser & Kollegen, 81245 München

㉚ Erfinder:  
Yang, Bin, 81735 München, DE; Buch, Steffen,  
81541 München, DE

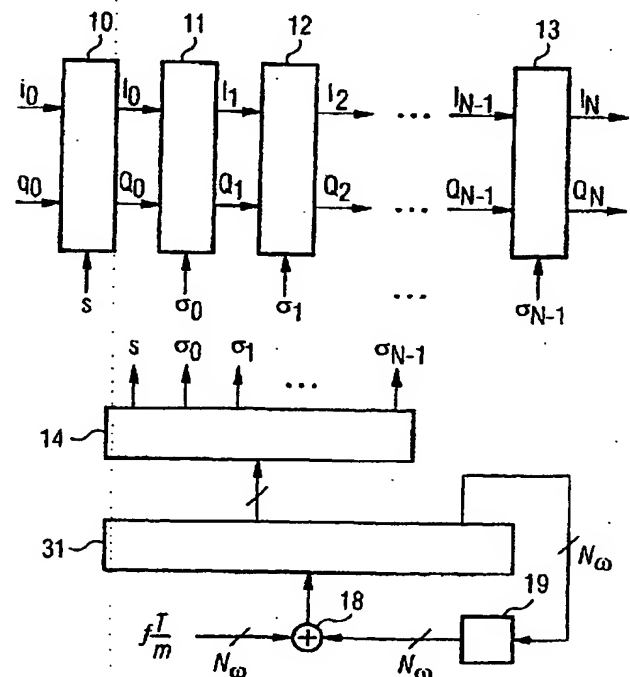
㉞ Entgegenhaltungen:  
DE 69 226 93 2T2  
= EP 05 45 546 A2  
= EP 05 45 546 A3

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

㉜ Verfahren und Schaltungsanordnung zur digitalen Frequenzkorrektur eines Signals

㉝ Die Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Schaltungsanordnung zur digitalen Frequenzkorrektur eines Signals, insbesondere zum Einsatz in einer Sender-/Empfängerschaltung. Zur Frequenzkorrektur eines komplexen digitalen Signals wird mittels des CORDIC-Algorithmus der Zeiger ( $I_0, Q_0$ ) des Signals in der komplexen I/Q-Ebene um einen vorgegebenen Winkel entsprechend einer Korrekturfrequenz gedreht. Der CORDIC-Algorithmus weist entsprechend seiner N-Stufen Mikrorotationsblöcke (11-13) sowie eine Vorzeichentabelle (14) und ein Register (31) auf.



DE 199 48 899 A 1

Die Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Schaltungsanordnung zur digitalen Frequenzkorrektur eines Signals, insbesondere zum Einsatz in einer Sender-/Empfängerschaltung, gemäß dem Oberbegriff von Patentanspruch 1 bzw. 7.

5 In Sender-/Empfängerschaltungen (Transceiver) werden lokale Oszillatoren zur Erzeugung einer Referenzfrequenz eingesetzt. Insbesondere aufgrund von Produktionstoleranzen, Temperatur- und Versorgungsspannungsschwankungen kann es zu unerwünschten Schwankungen der Referenzfrequenz kommen. Dies bewirkt, daß die zu verarbeitenden Signale ebenfalls große Frequenzschwankungen aufweisen und dadurch die Leistung der Sender/Empfängerschaltung verringert wird.

10 Um dem entgegen zu wirken, werden beispielsweise teure und qualitativ hochwertige Oszillatoren, die eine sehr stabile, d. h. schwankungsfreie und genaue Referenzfrequenz erzeugen, in den Sender/Empfängerschaltungen eingesetzt. Ebenso können auch spannungsschwankungs- und temperaturkompensierte Oszillatoren zur Verringerung der Spannungsschwankungs- und Temperaturabhängigkeit der Referenzfrequenz verwendet werden. Ferner werden häufig sogenannte automatische Frequenzkorrekturregelkreise (AFC-Loop: automatic frequency correction loop) zur genauen Einstellung der lokalen Referenzfrequenz benutzt. Nachteilig ist dabei jedoch, daß diese Lösungen einerseits teuer und andererseits schaltungstechnisch sehr aufwendig sind.

Um die Kosten einer Sender-/Empfängerschaltung insbesondere für den Einsatz in Massenprodukten wie Mobiltelefonen niedrig zu halten, bietet sich die Benützung von billigen Oszillatoren an, die weder eine Spannungsversorgungs- noch Temperaturkontrolleinrichtung aufweisen. Jedoch kann insbesondere in solchen Produkten keine zu große Schwankung der Referenzfrequenz toleriert werden. Daher ist unbedingt eine nachträgliche Korrektur der Frequenz von zu verarbeitenden Signalen notwendig.

Mathematisch kann ein Frequenzkorrekturvorgang eines Basisbandsignals  $x$  in einer Sender/Empfängerschaltung beispielsweise eines Mobilfunkempfängers wie folgt dargestellt werden:

25 Die Abtastwerte  $x(k)$  des Basisbandsignals  $x(k) = i(k) + j \cdot q(k)$  (mit  $j = \sqrt{-1}$ ), dessen Symbole eine Symboldauer  $T$  aufweisen, werden mit den Abtastwerten eines (komplexen) Frequenzkorrektursignals  $z(k) = 2\pi f \cdot T/m \cdot k$  multipliziert, wobei  $m$  der sogenannte Überabtastfaktor ist; diese Multiplikation im Zeitbereich entspricht im Frequenzbereich einer Frequenzverschiebung des Basisbandsignals  $x(k)$  um die Frequenz  $f$ . In der komplexen Signal-Zeigerebene stellt dies eine Drehung des "Zeigers"  $x(k)$  um den Winkel  $z(k)$  dar:

30  $x(k) \cdot \exp(j \cdot z(k)) = [i(k) + j \cdot q(k)] [\cos(z(k)) + j \cdot \sin(z(k))] = [i(k)\cos(z(k)) - q(k)\sin(z(k))] + j \cdot [i(k) \cdot \sin(z(k)) + q(k) \cdot \cos(z(k))]$ ,

Je genauer und feiner einstellbar nun das Frequenzkorrektursignal  $z(k)$  ist, desto besser fällt die Frequenzkorrektur aus, d. h. in feineren Schritten kann der "Zeiger"  $x(k)$  in der komplexen Ebene gedreht werden.

35 Es wäre beispielsweise möglich, durch digitale Multiplizierer und Koeffiziententabellen für die Sinus- und Kosinus-Funktion die Frequenzkorrektur gemäß der obigen Gleichung zu berechnen, allerdings bedingt dies einen sehr großen schaltungstechnischen Aufwand, der eine solche Lösung teuer und aufwendig macht. Insbesondere bei einer Ausführung als integrierte Schaltung benötigt diese Lösung eine große Chipfläche und ist daher sehr teuer.

Aufgabe der Erfindung ist es daher, ein Verfahren und eine Schaltungsanordnung zur digitalen Frequenzkorrektur, insbesondere zum Einsatz in einer Sender-/Empfängerschaltung, anzugeben, die mit geringem schaltungstechnischen Aufwand eine sehr genaue Frequenzkorrektur erzeugt.

Diese Aufgabe wird durch ein Verfahren mit den Merkmalen von Patentanspruch 1 und eine Vorrichtung mit den Merkmalen von Patentanspruch 7 gelöst. Weiterbildungen der Erfindung sind den abhängigen Patentansprüchen entnehmbar.

45 Ein wesentlicher Gedanke der Erfindung ist es, zur digitalen Frequenzkorrektur eines Signals den CORDIC (Coordinate Rotation Digital Computer)-Algorithmus zu verwenden. Mittels des CORDIC-Algorithmus kann nämlich verhältnismäßig einfach eine Frequenz- und Phasenkorrektur durchgeführt werden. Der CORDIC-Algorithmus läßt sich mit einem geringen schaltungstechnischen Aufwand ausführen, so daß die Kosten einer darauf basierenden Schaltung – billiger Oszillator und CORDIC-Korrektur – geringer als bei einem aufwendigen kompensierten Oszillator sind.

50 Der CORDIC-Algorithmus ist in J. E. Volder, "The CORDIC trigonometric computing technique", IRE Trans. Electronic Computers, Vol. 8, pp. 340–334, 1959, beschrieben; der Algorithmus ist  $N$ -fach iterativ und dient zur Drehung eines Vektors um einen definierten Winkel  $\alpha_n = \arctan(2^{-n})$ ,  $n = 0, 1, \dots, N-1$ . Stellt der Vektor, wie eingangs beschrieben, den Zeiger eines komplexen Signals dar, ist durch diese Drehung die Veränderung der Frequenz des Signals entsprechend einer Multiplikation mit einem Frequenzkorrektursignal möglich. Mit jeder Iteration wird der Drehwinkel kleiner ( $\alpha_0 = 45^\circ > \alpha_1 = 26,6^\circ > \dots > \alpha_{N-1}$ ), so daß sich die Frequenz des Signals mit zunehmenden Iterationsschritt in immer kleineren Schritten ändert.

Die iterative Drehung um einen Winkel  $a$  kann durch die folgende lineare Kombination dargestellt werden:

60 
$$a \approx \sigma_0 \alpha_0 + \sigma_1 \alpha_1 + \dots + \sigma_{N-1} \alpha_{N-1} \quad (\sigma_n = \pm 1)$$

Die Genauigkeit der Drehung ist durch den kleinsten Drehwinkel  $\alpha_{N-1}$  vorgegeben. Durch das Vorzeichen  $\sigma_n$  wird die Drehrichtung (+1 Gegen-Uhrzeigersinn, -1 Uhrzeigersinn) angegeben.

Ein Signal, das durch Abtastwerte der Inphase-Komponente  $I_n$  und der Quadratur-Komponente  $Q_n$  dargestellt ist, wird nun iterativ durch den CORDIC-Algorithmus um den Winkel  $a$  gedreht. Dazu können die einzelnen Drehungen gemäß dem CORDIC-Algorithmus durch einfache Schiebe- und Additionsoperationen ausgeführt werden:

65 
$$\begin{aligned} I_{n+1} &= I_n - \sigma_n 2^{-n} Q_n \\ Q_{n+1} &= \sigma_n 2^{-n} I_n + Q_n \end{aligned}$$

Mit der Formel  $\alpha_n = \arctan(2^{-n})$  für den Drehwinkel kann die obige Gleichung auch folgendermaßen dargestellt werden:

$$\begin{aligned} I_{n+1} &= \text{sqr}(1 + 2^{-2n}) \cdot [\cos(\sigma_n \alpha_n) \cdot I_n - \sin(\sigma_n \alpha_n) \cdot Q_n] \\ Q_{n+1} &= \text{sqr}(1 + 2^{-2n}) \cdot [\sin(\sigma_n \alpha_n) \cdot I_n + \cos(\sigma_n \alpha_n) \cdot Q_n] \end{aligned} \quad 5$$

Nach N Drehungen erhält man:

$$\begin{aligned} I_N &= K \cdot [\cos(z) \cdot I_0 - \sin(z) \cdot Q_0] \\ Q_N &= K \cdot [\sin(z) \cdot I_0 + \cos(z) \cdot Q_0] \end{aligned} \quad 10$$

Mit  $K \approx 1,647$ . Dadurch kann das zu korrigierende Signal in der Frequenz eingestellt werden.

Bei dem erfindungsgemäßen Verfahren wird nun die komplexe Multiplikation der Abtastwerte  $x(k)$  eines Signals, insbesondere eines Basisbandsignals, mit einem Frequenzkorrektursignal  $z(k)$  durch den CORDIC-Algorithmus ausgeführt. Da im Prinzip keine "starre" Frequenzkorrektur, sondern eine aufgrund des CORDIC-Algorithmus variable Frequenzkorrektur stattfindet, spielt die Konstanz der Referenzfrequenz eines Oszillators keine große Rolle. 15

Um den CORDIC-Algorithmus für das erfindungsgemäße Verfahren einzusetzen, müssen allerdings einige Nachteile des Algorithmus durch die Erfindung ausgeglichen werden:

- Da der CORDIC-Algorithmus nur einen begrenzten Korrekturbereich von einem Drehwinkel von ungefähr  $99^\circ$  ermöglicht, ist eine Verringerung des zur Korrektur notwendigen Drehwinkels erforderlich. Hierzu ist erfindungsgemäß vorgesehen, den Drehwinkel so zu korrigieren, daß er immer einen Wert von kleiner oder gleich  $90^\circ$  aufweist. Der durch  $z(k)$  dargestellte Drehwinkel wird Modulo- $2\pi$  in einem Register der Bitbreite  $N_w$  gespeichert. Der in dem Register gespeicherte Wert  $w(k)$  wird durch die Formel  $w(k) = w(k-1) + f \cdot T/m$  akkumuliert. Der Wert 111...111 für  $w(k)$  entspricht dem größten Wert  $1-2^{-N_w}$  entsprechend einem Winkel von  $2\pi \cdot (1-2^{-N_w})$ ; durch einfaches Ignorieren eines Überlaufs des Registers wird somit die Modulo- $2\pi$ -Operation erreicht. 20
- Ferner ist es für ein optimales Ausführen des CORDIC-Algorithmus erforderlich, daß der durch das Frequenzkorrektursignal dargestellte Zeiger  $z(k)$  im ersten oder vierten Quadranten der komplexen I/Q-Ebene liegt. Hierzu ist vorgesehen, daß die Inphase- und Quadratur-Komponente des Zeigers des zu korrigierenden Signal jeweils mit  $(-1)^s$  multipliziert werden,  $s = 0,1$ , wenn der Zeiger im zweiten oder dritten Quadranten der komplexen I/Q-Ebene liegt und dann den Zeiger um den Winkel  $z(k)-\pi$  zu drehen. 25

Das Vorzeichen-Flag  $s$  wird wie die Vorzeichen  $\sigma_n$  für die einzelnen Iterationen (Mikrorotationen) des CORDIC-Algorithmus berechnet. Erfindungsgemäß ist hierzu eine Vorzeichentabelle vorgesehen, in der für alle möglichen Rotationswinkel die entsprechenden Vorzeichen der Mikrorotationen derart abgelegt sind, daß das Vorzeichen-Flag  $s$  und die beiden Vorzeichen  $\sigma_0$  und  $\sigma_1$  direkt berechnet werden und die übrigen Vorzeichen  $\sigma_n$ ,  $n = 2, 3, \dots, N-1$ , aus den Bits  $w_2, w_3, \dots, w_{N+1}$  des in dem Register gespeicherten Werts  $w(k)$  berechnet werden. 30

Die Bitbreite  $N_w$  des Registers und die Anzahl der Mikrorotationen  $N$  des CORDIC-Algorithmus beeinflussen den Korrekturbereich bzw. das Phasenrauschen des frequenzkorrigierten Signals  $x(k) \cdot \exp(jz(k))$  und sind daher gemäß der Erfindung wie folgt zu wählen. 35

Die Bitbreite  $N_w$  sollte für einen korrigierbaren Frequenzbereich  $\Delta f$  die folgende Ungleichung erfüllen:

$$N_w \geq \log_2(m) - \log_2(\Delta f \cdot T) \quad 40$$

Für ein gewünschtes Signal-zu-Phasenrausch-Verhältnis SNR sollte die Anzahl  $N$  der Mikrorotationen wie folgt gewählt werden: 45

$$(SNR + 3)/6 \leq N \leq N_w - 2 \quad 50$$

Damit wird das gewünschte Signal-zu-Phasenrausch-Verhältnis SNR erreicht, wobei die obere Grenze für  $N$  durch die Bitbreite des Registers vorgegeben ist.

Schließlich müssen bei der Implementierung des CORDIC-Algorithmus noch zwei Guard-Bits in jeder Iteration des Algorithmus vorgesehen werden, um den größtmöglichen Wert des Skalierungsfaktors, nämlich  $\text{sqr}(2) \cdot K \approx \text{sqr}(2) \cdot 1,647 \approx 2,33$  verarbeiten zu können.  $K$  ist der Skalierungsfaktor aufgrund des CORDIC-Algorithmus und  $\text{sqr}(2)$  ist der mögliche "Wachstumsfaktor" der Inphase- und Quadratur-Komponente durch den CORDIC-Algorithmus. Demnach sollte die Ein- und Ausgangsbitbreite des CORDIC-Algorithmus so groß wie möglich sein, vorzugsweise mindestens größer als  $N + 2$ . Andernfalls wird durch Rundungsfehler des CORDIC-Algorithmus ein größeres Rauschen als durch Phasenfehler erzeugt. 55

Die folgende Beschreibung von bevorzugten Ausführungsformen der Erfindung anhand von Zeichnungen dient zur weiteren Erklärung der Erfindung. In der Zeichnung zeigt: 60

Fig. 1 ein Blockschaltbild mit den wesentlichen Komponenten zur Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens,

Fig. 2 den Aufbau der Vorzeichen-Tabelle für den CORDIC-Algorithmus,

Fig. 3 den Aufbau eines Mikrorotationsblockes für den CORDIC-Algorithmus, und

Fig. 4 den Einsatz des erfindungsgemäßen Verfahrens in einem Transceiver eines GSM-Mobiltelefones. 65

In Fig. 1 werden Abtastwerte  $i_0$  und  $q_0$  der Inphase- bzw. Quadratur-Komponente eines komplexen Basisbandsignals  $x(k)$  einem Quadrantenkorrekturblock 10 zugeführt ( $k$  bezeichnet hierbei die diskreten Abtastzeitpunkte). Der Quadrantenkorrekturblock 10 bewirkt, daß der durch das Basisbandsignal  $x(k)$  dargestellte Zeiger in der komplexen Inphase-

/Quadraturebene im ersten oder vierten Quadranten liegt. Liegt der Zeiger nämlich in dem zweiten oder dritten Quadranten, arbeitet der CORDIC-Algorithmus nicht richtig. Wie bereits beschrieben, muß die Inphase- und die Quadratur-Komponente jeweils mit  $-1$  multipliziert werden, wenn der Zeiger im zweiten oder dritten Quadranten der komplexen I/Q-Ebene liegt.

Dem Quadrantenkorrekturblock 10 sind in Reihe N Mikrorotationsblöcke nachgeschaltet, von denen nur drei Blöcke 11, 12 und 13 dargestellt sind. Jeder Mikrorotationsblock berechnet einen Schritt des CORDIC-Algorithmus, d. h. dreht den durch die Inphase- und Quadratur-Komponente dargestellten Zeiger in der komplexen I/Q-Ebene um einen Winkel  $\pm \alpha_n = \pm \arctan(2^{-n})$ . Am Eingang des Mikrorotationsblockes 11 liegen die Komponenten  $I_0$  und  $Q_0$  an, die am Ausgang als Komponenten  $I_1$  und  $Q_1$  einen um den Winkel  $\pm \alpha_0 = \pm \arctan(1)$  gedrehten Zeiger darstellen. Am Ausgang des Mikrorotationsblockes 12 liegen die Komponenten  $I_2$  und  $Q_2$  an, die einen um den Winkel  $\pm \alpha_1 = \pm \arctan(2^{-1})$  gedrehten Zeiger darstellen. Schließlich liegt am Ausgang des Mikrorotationsblockes 13 nach Durchlaufen von N Stufen des CORDIC-Algorithmus ein durch die Komponenten  $I_N$  und  $Q_N$  dargestellter Zeiger an, der das frequenzkorrigierte komplexe Basisbandsignal darstellt. Bei jeder Drehung in einem Mikrorotationsblock wird entweder im Gegen-Uhrzeigersinn oder im Uhrzeigersinn gedreht. Die Drehrichtung hängt dabei von den Vorzeichen  $\sigma_n$  ab.

Die Vorzeichen  $\sigma_n$  und das Eingangssignal s für den Quadrantenkorrekturblock 10 werden von der Vorzeichentabelle 14 erzeugt. Die Vorzeichentabelle 14 wird von einem Register 31 mit einer Bitbreite  $N_w$  angesteuert, in dem ein Registerwert w mit  $N_w$  Bits abgelegt ist. Dabei werden die ersten  $(N+2)$  Bits von  $w(k)$  des Registers 31 der Vorzeichentabelle 14 zugeführt.

In Fig. 2 ist der Aufbau der Vorzeichentabelle 14 dargestellt. Das Eingangssignal s für den Quadrantenkorrekturblock 10 wird durch eine logische XOR-Verknüpfung 16 der beiden niederwertigsten Bits  $w_0$  und  $w_1$  des Registerwerts w berechnet. Das erste Vorzeichen  $\sigma_0$  entspricht direkt dem Bit  $w_1$  des Registerwerts w. Das zweite Vorzeichen  $\sigma_1$  wird durch Invertierung 17 des Bits  $w_2$  des Registerwerts w berechnet. Die restlichen Vorzeichen  $\sigma_2$  bis  $\sigma_{N-1}$  sind in einem Festwertspeicher 15 (ROM: Read Only Memory) abgelegt, in dem  $2^N (N-2)$  Bits gespeichert sind. Durch die Berechnung von s,  $\sigma_0$  und  $\sigma_1$  aus den drei niederwertigsten Bits  $w_0$  bis  $w_2$  kann das ROM bzw. der Festwertspeicher 15 kleiner ausfallen, ansonsten wäre nämlich eine Speicherkapazität von  $2^{N+2} \cdot (N+1)$  Bits erforderlich.

Die folgende Tabelle verdeutlicht die Berechnung von s,  $\sigma_0$  und  $\sigma_1$  aus den drei niederwertigsten Bits  $w_0$  bis  $w_2$  des Registerwerts w und den entsprechenden Drehwinkelbereich:

$w_0$	$w_1$	$w_2$	Drehwinkelbereich		Quadrant	S	$\sigma_0$	$\sigma_1$
0	0	0	0°	45°	I	0	0	1
0	0	1	45°	90°	I	0	0	0
0	1	0	90°	135°	II	1	1	1
0	1	1	135°	180°	II	1	1	0
1	0	0	180°	225°	III	1	0	1
1	0	1	225°	270°	III	1	0	0
1	1	0	270°	315°	IV	0	1	1
1	1	1	315°	360°	IV	0	1	0

Die Vorzeichen  $\sigma_n$  sind so kodiert, daß eine logische "0" eine Drehung im Gegen-Uhrzeigersinn und eine logische "1" eine Drehung im Uhrzeigersinn bedeutet.

Die Eingangsbits der Vorzeichentabelle 14, d. h. der Registerwert w wird durch eine Akkumulation  $w(k) = w(k-1) + f \cdot T/m$  ausgehend von dem Vorgabewert  $f \cdot T/m$  berechnet. Hierzu ist ein Addierer 18 und ein Verzögerungsglied 19 vorgesehen. Das Verzögerungsglied 19 verzögert den letzten Registerwert  $w(k-1)$  um die Zeit  $T/m$ . Der Addierer addiert dann den Vorgabewert  $f \cdot T/m$ , der die Korrekturfrequenz f vorgibt, zu  $w(k-1)$ . Das Ergebnis der Addition ergibt dann den neuen Registerwert w für das Register 31.

In Fig. 3 ist der Aufbau eines Mikrorotationsblockes dargestellt, der die eingangs beschriebene CORDIC-Grundoperation

$$I_{n+1} = I_n - \sigma_n 2^{-n} Q_n$$

$$Q_{n+1} = \sigma_n 2^{-n} I_n + Q_n$$

berechnet. Hierzu ist ein erstes und zweites Schieberegister 20 bzw. 21 vorgesehen, das jeweils die Inphasekomponente  $I_n$  bzw. Quadraturkomponente  $Q_n$  um n Bits verschiebt ( $2^{-n}$ ). Die um n Bits geschobene Inphasekomponente  $I_n$  bzw. Quadraturkomponente  $Q_n$  wird dann mit dem Vorzeichen  $\sigma_n$  bzw.  $-\sigma_n$  multipliziert, d. h. das Vorzeichen der geschobenen Komponenten wird entsprechend verändert, und zu der ursprünglichen Quadraturkomponente  $Q_n$  bzw. Inphasekomponente  $I_n$  in einem ersten 22 bzw. zweiten 23 Akkumulator addiert. Als Ergebnis ergibt sich ein gedrehter Zeiger, dargestellt durch die Inphasekomponente  $I_{n+1}$  und Quadraturkomponente  $Q_{n+1}$ .

Fig. 4 zeigt den bevorzugten Einsatz des erfindungsgemäßen Verfahrens in einem Transceiver eines GSM-Mobiltelefones. Abtastwerte  $x(k)$  eines Basisbandsignals werden einem digitalen Vorfilter 24 zugeführt, das mit einer hohen Taktrate betrieben wird, die ein Vielfaches der Abtastrate von 2 des Basisbandsignals beträgt.

Dem digitalen Vorfilter **24** ist ein erster Dezimator **25** nachgeschaltet, der die hohe Taktrate des Ausgangssignals der Vorfilter **24** auf eine geringere Taktrate teilt.

Dem ersten Dezimator **25** ist ein Offset-Kompensationsblock **26** zur Kompensation eines gegebenenfalls in dem Basisbandsignal enthaltenen DC-Offset, d. h. Gleichanteils, vorgesehen. Der zu kompensierende Offset wird dem Offset-Kompensationsblock **26** von einem digitalen Signalprozessor **30** vorgegeben. Der digitale Signalprozessor **30** schätzt anhand erstes Abtastwerte des Basisbandsignals einen gegebenenfalls in dem Signal enthaltenen Offset bzw. Gleichanteil und führt diesen geschätzten Anteil dem Offset-Kompensationsblock **26** zur Kompensation zu. Würde ein Offset des Basisbandsignals nicht beseitigt werden, so wird dieser Offset durch den CORDIC-Algorithmus in ein störendes Sinussignal überführt, das beispielsweise in dem digitalen Signalprozessor **30** nur aufwendig wieder zu beseitigen ist.

Dem Offset-Kompensationsblock **26** ist ein CORDIC-Frequenzkorrekturblock **27** zur Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens nachgeschaltet. Die Korrekturfrequenz  $f$ , um die das Basisbandsignal korrigiert werden soll, wird dazu dem CORDIC-Frequenzkorrekturblock **27** von dem digitalen Signalprozessor **30** zugeführt. Der CORDIC-Frequenzkorrekturblock **27** korrigiert die Frequenz des Basisbandsignals wie vorher beschrieben um die Korrekturfrequenz  $f$ .

Dem CORDIC-Frequenzkorrekturblock **27** ist ein digitales Nachfilter **28** nachgeschaltet, das genau mit der zweifachen Abtastrate  $2$  des Basisbandsignals getaktet ist. Das digitale Nachfilter **28** ist ein Tiefpaßfilter mit einer sehr großen Flankensteilheit und dient zum Beseitigen störender Frequenzen und von Rauschen des Basisbandsignals.

Mit einem zweiten Dezimator **29** wird dann das frequenzkorrigierte und mehrfach gefilterte Basisbandsignal um den Faktor  $2$  auf die Abtastrate des Basisbandsignals dezimiert und dem digitalen Signalprozessor **30** zur weiteren Verarbeitung zugeführt.

An dieser Stelle sei darauf hingewiesen, daß sich das erfindungsgemäße Verfahren und die entsprechende Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens auch bevorzugt zum Einsatz in dem Sender und Empfänger eines UMTS (Universal Mobile Telecommunication System)-Mobilfunkgerätes zur Frequenzkorrektur eignet. Eine weitere Anwendung ist der Einsatz des erfindungsgemäßen Verfahrens überall dort in Sendern und Empfängern, wo das erfindungsgemäße Verfahren und die entsprechende Einrichtung neben der Frequenzkorrektur auch zur digitalen Frequenzmischung dient. Da die Aufgaben der Frequenzkorrektur und der Frequenzmischung sehr verwandt sind, läßt sich auf diese Weise der traditionelle Mischer sparen und somit der Aufwand nochmals deutlich reduzieren. Beispiele für solche Sender und Empfänger findet man im Schnurlos-Telefon des DECT-Standards (Digital Enhanced Cordless Telephone), DVB (Digital Video Broadcasting) und Kabelmodem.

#### Bezugszeichenliste

<b>10</b> Quadrantenkorrekturblock	
<b>11–13</b> Mikrorotationsblöcke des CORDIC-Algorithmus	
<b>14</b> Vorzeichentabelle	
<b>15</b> Festwertspeicher (ROM)	
<b>16</b> XOR-Verknüpfung	
<b>17</b> Invertierung	
<b>18</b> Addierer	
<b>19</b> Verzögerungsglied	
<b>20, 21</b> erstes, zweites Schieberegister	
<b>22, 23</b> erster, zweiter Akkumulator	
<b>24</b> digitales Vorfilter	
<b>25</b> erster Dezimator	
<b>26</b> Offset-Kompensationsblock	
<b>27</b> CORDIC-Frequenzkorrekturblock	
<b>28</b> digitales Nachfilter	
<b>29</b> zweiter Dezimator	
<b>30</b> digitaler Signalprozessor	
<b>31</b> Register	

#### Patentansprüche

- Verfahren zur digitalen Frequenzkorrektur eines Signals, das mit einem Abtasttakt  $(k)$  abgetastet und digitalisiert wird  $(x(k))$  und das mittels eines CORDIC-Algorithmus mit  $N$ -Stufen derart verarbeitet wird, daß die Frequenz des Signals  $(x(k))$  um eine vorgebbare Frequenz geändert wird, wobei
  - das Signal  $(x(k))$  durch einen ersten Vektor mit der ersten Inphasekomponente  $(i_0)$  und der ersten Quadraturkomponente  $(q_0)$  in der komplexen I/Q-Ebene dargestellt wird,
  - wobei der erste Vektor mittels des CORDIC-Algorithmus um einen vorgegebenen Winkel  $(z(k))$  auf einen zweiten Vektor mit einer zweiten Inphasekomponente  $(I_N)$  und zweiten Quadraturkomponente  $(Q_N)$  abgebildet wird und der zweite Vektor das Signal mit einer geänderten Frequenz und Phase darstellt,
  - wobei sich der vorgegebene Winkel  $(z(k))$  aus einer Vielzahl von  $N$  verschiedenen Drehwinkeln  $(\alpha_n)$  zusammensetzt,
  - wobei jeder der verschiedenen Drehwinkel  $(\alpha_n)$  gemäß der Formel  $\arctan(2^{-n})$ ,  $n = 0, 1, \dots, N-1$  berechnet wird und jeweils mit einem Vorzeichen  $(\sigma_n)$  versehen wird, das die Drehrichtung angibt.
- Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der vorgegebene Winkel  $(z(k))$  auf einen Bereich von  $0$  bis  $2\pi$  dadurch begrenzt wird, daß der Winkel  $(z(k))$  durch einen Registerwert  $(w(k))$  dargestellt wird, dessen Bitbreite den Bereich von  $0$  bis  $2\pi$  des Winkels  $(z(k))$  vorgibt, wobei der Registerwert  $(w(k))$  in jedem Takt  $(k)$  des Ab-

tastraktes durch Addition eines dem vorgegebenen Winkel ( $z(k)$ ) zugeordneten Wertes ( $f \cdot T/m$ ) und des Registerwertes ( $w(k-1)$ ) des vorhergehenden Taktes ( $k-1$ ) des Abtasttaktes berechnet wird und ein Überlauf des Registerwertes ( $w(k)$ ) vernachlässigt wird.

3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß der vorgegebene Winkel ( $z(k)$ ) auf einen Bereich von  $-\pi/2$  bis  $+\pi/2$  dadurch begrenzt wird, daß vor dem CORDIC-Algorithmus eine Quadrantenkorrektur durchgeführt wird, wobei die erste Inphasekomponente ( $i_0$ ) und die erste Quadraturkomponente ( $q_0$ ) jeweils mit  $(-1)^s$ ,  $s = 0, 1$ , multipliziert wird.

4. Verfahren nach einem der vorangegangenen Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Bitbreite  $N_w$  des Registerwertes ( $w(k)$ ) die folgende Bedingung erfüllt:

$$N_w \geq \log_2(m) - \log_2(\Delta f \cdot T),$$

wobei  $m$  der Überabtastfaktor des Signals ( $x(k)$ ),  $\Delta f$  die vorgebbare Frequenz und  $T$  die Symboldauer eines digitalen Wertes des Signals ( $x(k)$ ) darstellt.

5. Verfahren nach einem der Ansprüche 2–4, dadurch gekennzeichnet, daß die Anzahl  $N$  der Stufen des CORDIC-Algorithmus für ein vorgegebenes Signal-Phasenrauschen-Verhältnis SNR und eine Bitbreite  $N_w$  des Registerwertes ( $w(k)$ ) die folgende Bedingung erfüllt:

$$(\text{SNR} + 3)/6 \leq N \leq N_w - 2.$$

6. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß in jeder Stufe des CORDIC-Algorithmus zwei Guard-Bits vorgesehen sind und die Ein- und Ausgangsbitbreite des CORDIC-Algorithmus wenigstens größer als  $N + 2$  ist.

7. Vorrichtung zur digitalen Frequenzkorrektur eines Signals, das mit einem Abtasttakt ( $k$ ) abgetastet und digitalisiert ( $x(k)$ ) ist,

– wobei eine Reihenschaltung von  $N$  Mikrorotationsblöcken (11–13) vorgesehen ist, der das Signal ( $i_0, q_0$ ) zugeführt wird,

– wobei jeder Mikrorotationsblock (11–13) jeweils ein Vorzeichen ( $\sigma_n$ ) aus einer Vorzeichentabelle (14) zugeführt wird,

– wobei ein Register (31) vorgesehen ist, dessen Registerwert ( $w(k)$ ) der Vorzeichentabelle (14) als Adresse zugeführt wird,

– wobei ein Addierer (18) und ein Verzögerungsglied (19) vorgesehen sind und der Addierer (18) einen vorgegebenen digitalen Frequenzwert ( $f \cdot T/m$ ) mit dem Ausgangswert des Verzögerungsglieds (19) addiert und das Ergebnis in dem Register (31) speichert und dem Verzögerungsglied (19) der Registerwert ( $w(k-1)$ ) des vorhergehenden Taktes ( $k-1$ ) zugeführt wird.

8. Vorrichtung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß der Reihenschaltung der Mikrorotationsblöcke (11–13) ein Quadrantenkorrekturblock (10) vorgeschaltet ist, dem ein Eingangssignal ( $s$ ) zugeführt wird, wobei ein das Signal darstellende Vektor ( $i_0, q_0$ ) in den ersten oder vierten Quadranten der komplexen IQ-Ebene durch den Quadrantenkorrekturblock (10) gedreht wird.

9. Vorrichtung nach Anspruch 7 oder 8, dadurch gekennzeichnet, daß jeder Mikrorotationsblock (11–13) zwei Schieberegister (20, 21) zum Schieben der Komponenten eines Eingangsvektors ( $I_n, Q_n$ ) des Mikrorotationsblocks (11–13) um  $n$  Bits und zwei Akkumulatoren (22, 23) zum Addieren der Komponenten des Eingangsvektors ( $I_n, Q_n$ ) mit den Ausgangswerten der Schieberegister (20, 21) aufweist, wobei die Ausgangswerte der Schieberegister (20, 21) mit dem jeweiligen Mikrorotationsblock (11–13) zugeordneten Vorzeichen ( $\sigma_n$ ) versehen sind.

10. Vorrichtung nach Anspruch 7, 8 oder 9, dadurch gekennzeichnet, daß die Vorzeichentabelle (14) einen Festwertspeicher (15) für  $2^N$  ( $N-2$ ) Bits und ein XOR-Gatter (16) und einen Inverter (17) zur Erzeugung der Vorzeichen ( $\sigma_0, \sigma_1$ ) für den ersten und zweiten Mikrorotationsblock (11, 12) und des Eingangssignals ( $s$ ) für den Quadrantenkorrekturblock (10) aufweist.

11. Vorrichtung nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß das Eingangssignal ( $s$ ) für den Quadrantenkorrekturblock (10) durch eine logische XOR-Verknüpfung der beiden niederwertigsten Bits ( $w_0, w_1$ ) des Registerwertes ( $w(k)$ ) gebildet wird.

12. Vorrichtung nach Anspruch 10 oder 11, dadurch gekennzeichnet, daß das Vorzeichen ( $\sigma_0$ ) für den ersten Mikrorotationsblock (11) dem zweiten Bit ( $w_1$ ) des Registerwertes ( $w(k)$ ) entspricht.

13. Vorrichtung nach Anspruch 10, 11 oder 12, dadurch gekennzeichnet, daß das Vorzeichen ( $\sigma_1$ ) für den zweiten Mikrorotationsblock (12) dem invertierten dritten Bit ( $w_2$ ) des Registerwertes ( $w(k)$ ) entspricht.

14. Empfänger eines Mobilfunkgerätes, der ein Basisbandfilter mit mehreren Stufen (24–30) zur Filterung und Verarbeitung eines empfangenen Basisbandsignals ( $x(k)$ ) aufweist und wobei das Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 6 und/oder die Vorrichtung nach einem der Ansprüche 7 bis 13 vor der letzten Stufe (28) des Basisbandfilters zur Frequenzkorrektur des Basisbandsignals ( $x(k)$ ) vorgesehen ist.

15. Empfänger nach Anspruch 14, dadurch gekennzeichnet, daß vor dem Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 6 und/oder der Vorrichtung nach einem der Ansprüche 7 bis 13 eine Offset-Kompensation (26) des Basisbandsignals ( $x(k)$ ) zur Entfernung von Gleichanteilen vorgesehen ist.

16. Empfänger nach Anspruch 14 oder 15, dadurch gekennzeichnet, daß der Empfänger in einem GSM- oder UMTS-Mobilfunkgerät eingesetzt wird.

17. Verwendung des Verfahrens nach einem der Ansprüche 1 bis 6 und/oder der Vorrichtung nach einem der Ansprüche 7 bis 13 in einem Kommunikationssystem zum digitalem IF-Mischen und/oder Frequenzkorrektur.

**FIG 1**

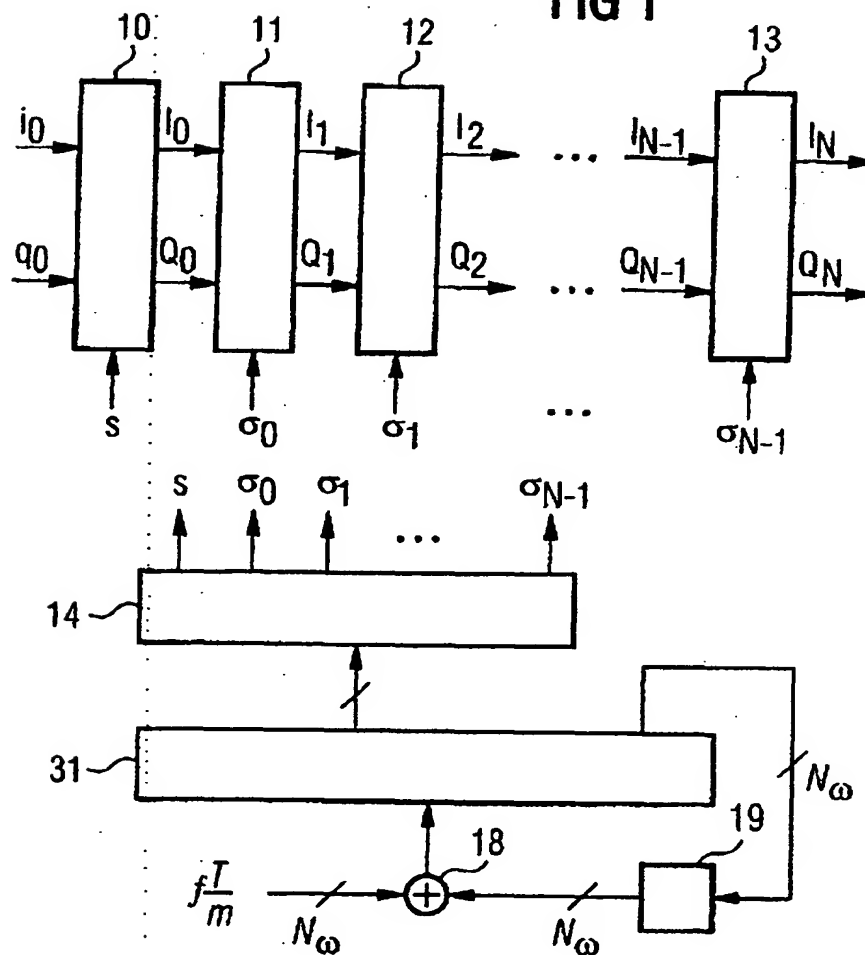
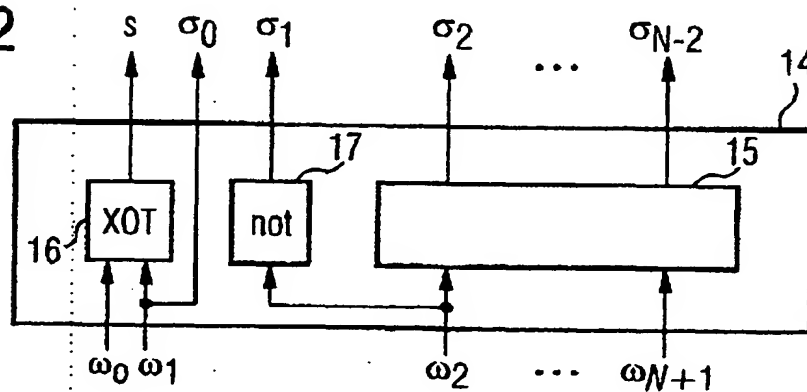


FIG 2





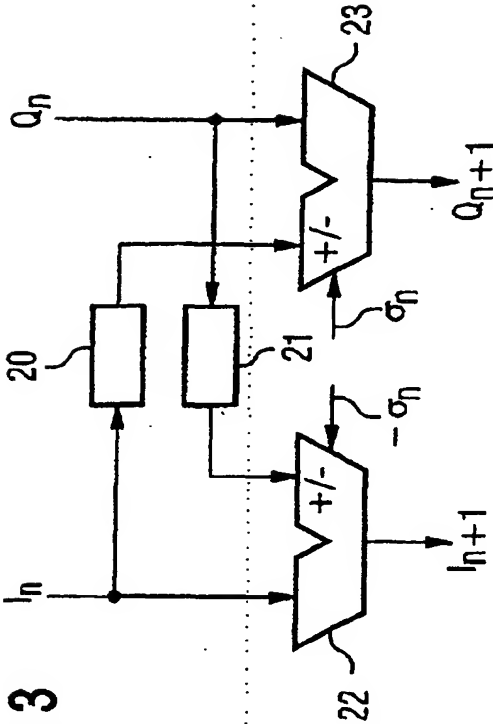


FIG 3

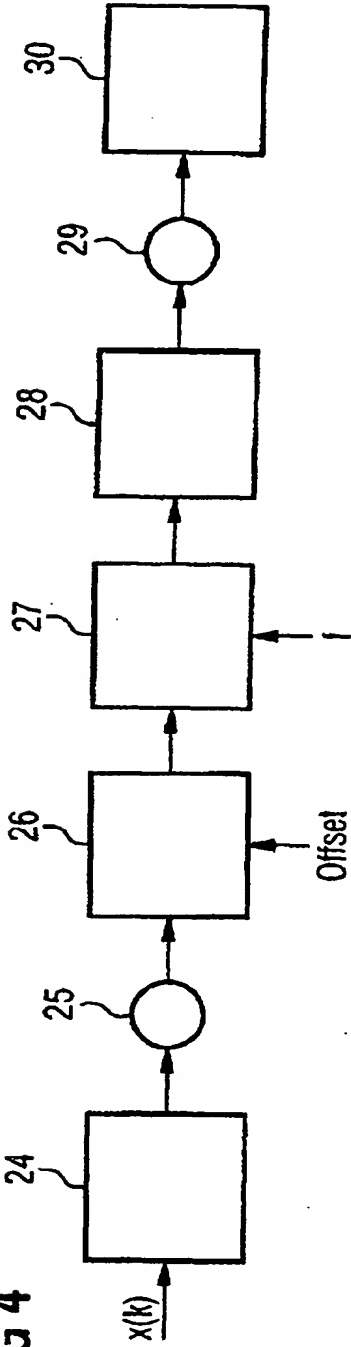


FIG 4